

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **09069863 A**

(43) Date of publication of application: **11.03.97**

(51) Int. Cl.

H04L 27/36

H04B 1/04

(21) Application number: **07225527**

(71) Applicant: **FUJITSU TEN LTD**

(22) Date of filing: 01.09.95

(72) Inventor: TSUTSUI KOICHI

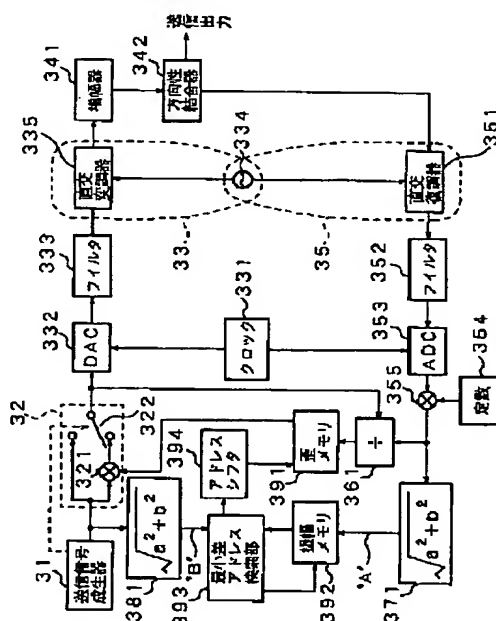
**(54) TRANSMITTER**

(57) Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To obtain a transmitter which is capable of compensating nonlinearity with high precision and using an inexpensive amplifier with strong nonlinearity.

**SOLUTION:** For a training period, the distortion measuring signal generated in a transmission signal generator 31 is directly inputted in a divider 361, the signal is inputted also via an amplifier 341 and a value showing distortion is calculated. For an information transmission period, a distortion compensation is performed for the transmission signal generated by a transmission signal generator by the value showing the distortion selected according to the amplitude in a multiplier 321, and the signal is modulated, amplified and outputted. Therefore, also when an amplifier with strong non-linearity is used as the amplifier, distortion can be compensated with high precision.

COPYRIGHT: (C)1997,JPO



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平9-69863

(43)公開日 平成9年(1997)3月11日

(51)Int.Cl. <sup>6</sup>	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 L 27/36			H 0 4 L 27/00	F
H 0 4 B 1/04			H 0 4 B 1/04	R

審査請求 未請求 請求項の数5 OL (全 10 頁)

(21)出願番号 特願平7-225527

(22)出願日 平成7年(1995)9月1日

(71) 出願人 000237592

富士通テン株式会社

兵庫県神戸市兵庫区御所通1丁目2番28号

(72)發明者 筒井 浩一

兵庫県神戸市兵庫区御所通1丁目2番28号

富士通テン株式会社内

(74) 代理人 弁理士 石田 敬 (外3名)

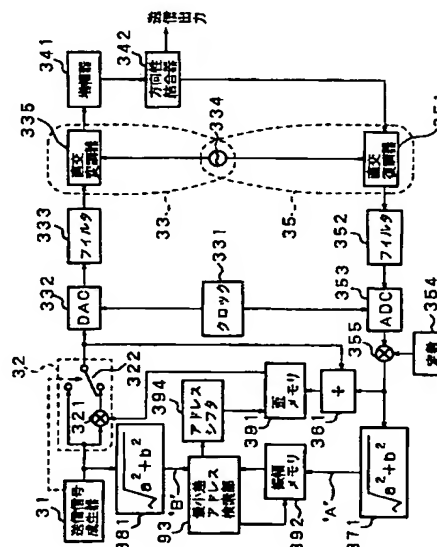
(54) 【発明の名称】 送信装置

(57) 【要約】

【課題】 高精度に非線形性を補償することができ、非線形性の強い安価な増幅器を使用することのできる送信装置を提供する。

【解決手段】 トレーニング期間において、送信信号生成器 31 で生成された歪測定信号は除算器 361 に直接入力されるとともに増幅器 341 を介しても入力されて歪を表す値が算出される。情報送出期間において送信信号生成器で生成された送信信号はその振幅に応じて選択された歪を表す値によって乗算器 321 において歪補償が施され、変調増幅されて出力される。このため増幅器に非直線性の強い増幅器を使用した場合にも高精度に歪を補償することが可能となる。

第1の請求項にかかる送信装置の実施例の構成図



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 送信信号を生成する送信信号生成手段

と、

前記送信信号生成手段で生成された送信信号に所定の前置歪を付与する前置歪付与手段と、

前記前置歪付与手段によって前置歪付与された送信信号を所定の搬送波で変調する変調手段と、

前記変調手段で変調された送信信号を電力増幅する増幅手段と、

前記増幅手段の出力を復調する復調手段と、

前記復調手段の出力と前記前置歪付与手段の出力に基づいて前記増幅手段の出力に含まれる歪を表す値を算出する歪算出手段と、

前記復調手段の出力の振幅を算出する第1振幅算出手段と、

前記送信信号生成手段で生成された送信信号の振幅を算出する第2振幅算出手段と、

前記第1振幅算出手段で算出された前記復調手段の出力の振幅と、前記第2振幅算出手段で算出された送信信号の振幅と、前記歪算出手段で算出された歪を表す値とに基づいて、前記前置歪付与手段において送信信号に付与される所定の前置歪を算出する前置歪算出手段と、を具備する送信装置。

【請求項2】 前記歪算出手段が、

前記歪算出手段に入力される前記復調手段の出力に対して前記前置歪付与手段の出力を基準とする遅れ時間を補正する遅れ時間補正手段を含む請求項1に記載の送信装置。

【請求項3】 前記前置歪算出手段が、

前記第1振幅算出手段で算出された前記復調手段の出力の振幅に対応する歪を表す値を、前記第2振幅算出手段で算出された送信信号の振幅に基づいて補間することにより所定の前置歪を算出するものである請求項1あるいは2に記載の送信装置。

【請求項4】 前記第1振幅算出手段および前記第2振幅算出手段のそれぞれが、振幅値の2乗値を算出するものであり、

前記前置歪算出手段が、前記第1振幅算出手段で算出された前記復調手段の出力の振幅の2乗値と、前記第2振幅算出手段で算出された送信信号の振幅の2乗値と、前記歪算出手段で算出された歪を表す値とに基づいて、前記前置歪付与手段において送信信号に付与される所定の前置歪を算出するものである請求項1から請求項3に記載のいずれか1項の送信装置。

【請求項5】 前記前置歪付与手段が、

歪測定期間において前記送信信号生成手段から出力される歪測定信号に対しても予め定められた所定前置歪を付与するものである請求項1から請求項4に記載のいずれか1項の送信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は無線通信に使用する送信装置に係わり、特に時分割多重アクセス通信(TDMA)システムで使用されるバースト波の送信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】携帯電話等の移動体通信手段が一般に浸透するにしたがって電波資源の不足が著しくなっており、デジタル変調波による周波数の有効利用が図られている。即ち現在、携帯電話システムでは $\pi/4$ シフト差動QPSK変調が用いられているが、この変調方式は情報を位相にのみ変調するため伝送効率が悪い。

【0003】この課題を解決するために、位相のみならず振幅も同時に変調する16QAMや16QAMの変形であるM16QAMが移動体通信に適用されるようになってきている。例えばM16QAMがデジタルMCAシステムに採用され、高い伝送効率を実現している。

【0004】しかしながら、M16QAMのように周波数だけでなく振幅も変調する方式では増幅器の非線形性の影響による歪を生じやすく、隣接チャンネルへの干渉や伝送エラー率の増加となって現れる。従って非線形性を補償することが必要となるが、環境変化に起因するものを含めて増幅器の非線形性の補償機能を具備する送信装置が既に提案されている(特開昭61-214843公報参照)。

【0005】図2は上記提案にかかる送信装置の機能線図であって、歪記憶手段29には信号生成手段21の出力振幅をインデックスとする増幅器24の歪特性が予め書き込まれている。信号生成手段21によって生成された基底帯域の複素信号の振幅値が振幅算出手段28で算出される。算出された振幅値をインデックスとして歪記憶手段29から振幅値に対応した歪値が読みだされる。

【0006】信号生成手段21によって生成された信号は、読みだされた歪値を補償するために前置歪付与手段12において前置歪が与えられる。前置歪が与えられた信号は直交変調手段13で直交変調されて、増幅器14で増幅された後出力される。出力信号は歪補償されているものの、増幅器24の温度や印加電圧など環境変化による歪の変化分は補償しきれずに誤差として残留する。

【0007】この残留誤差をさらに低減するために、送信出力をフィードバックし直交復調手段25で基底帯域の信号に戻した後、信号生成手段21によって生成された信号に対する誤差を誤差算出手段26で算出する。そして修正信号生成手段27で誤差と歪記憶手段29の歪値とに基づいてその時点における歪値を算出して、歪記憶手段29の歪値を書き換えることにより逐次歪特性を改善している。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら従来の送信装置にあつては、歪特性を十分に補償するためには信

号生成手段からダミー信号を出力して逐次正確な歪特性を同定するトレーニング期間が必要となり、トレーニング期間終了前に情報送信を開始した場合には送信出力に歪が残留することを避けることはできない。

【0009】特にデジタルMCAシステムの移動局のようにTDMAシステムにおいてバースト波を送出するシステムでは送出間隔が数時間にも達することがあるため、休止期間中の増幅器の特性の変動を補償することができず、送信開始直後では歪を十分に補償することができず、隣接チャネルへの干渉や伝送エラー率の増加を惹起することがある。この点は発生確率の少ない振幅値にあっては歪値の更新頻度が少ないため特に問題となる。

【0010】本願発明は上記課題に鑑みてなされたものであり、高精度に非線形特性を補償することが可能な送信装置を提供することにある。

【0011】

【課題を解決するための手段】請求項1にかかる送信装置は、図1の構成図に示されるように送信信号を生成する送信信号生成手段11と、送信信号生成手段11で生成された送信信号に所定の歪を付与する前置歪付与手段12と、前置歪付与手段12の出力を所定の搬送波で変調する変調手段13と、変調手段13の出力を電力増幅する増幅手段14と、増幅手段14の出力を復調する復調手段15と、復調手段15の出力と前置歪付与手段12の出力との差として増幅手段14の出力に含まれる歪を表す値を算出する歪算出手段16と、復調手段15の出力の振幅を算出する第1振幅算出手段17と、送信信号生成手段11で生成された送信信号の振幅を算出する第2振幅算出手段18と、第1振幅算出手段17で算出された復調手段の出力の振幅と第2振幅算出手段18で算出された送信信号の振幅と歪算出手段16で算出された歪を表す値とに基づいて前置歪付与手段12において送信信号に付与される所定の歪を算出する前置歪算出手段19と、を具備する。

【0012】請求項2にかかる送信装置は、歪算出手段16が、歪算出手段16に輸入される復調手段15の出力に対する前置歪付与手段12の出力を基準とする遅れ時間を補正する遅れ時間補正手段を含む。請求項3にかかる送信装置は、前置歪算出手段12が、第1振幅算出手段17で算出された復調手段15の出力の振幅に対応する歪を表す値を第2振幅算出手段18で算出された送信信号の振幅に基づいて補間することにより所定の前置歪を算出する。

【0013】請求項4にかかる送信装置は、第1振幅算出手段17および第2振幅算出手段18のそれぞれが振幅値の2乗値を算出するものであり、前置歪算出手段12が第1振幅算出手段17で算出された復調手段15の出力の振幅の2乗値と第2振幅算出手段18で算出された送信信号の振幅の2乗値と歪算出手段で算出された歪を表す値とに基づいて前置歪付与手段12において送信

信号に付与される所定の前置歪を算出する。

【0014】請求項5にかかる送信装置は、前置歪付与手段12が、歪測定期間において送信信号生成手段11から出力される歪測定信号に対しても予め定められた所定前置歪を付与する。

【0015】

【発明の実施の形態】図3は請求項1にかかる送信装置の実施例の構成図、図4は送信フォーマット図である。即ち送信はトレーニング期間Tと、その後の情報送出期間Jとに分割されて行われる。

(1) トレーニング期間

トレーニング期間において、送信信号生成手段11を構成する送信信号生成器31は歪測定信号を出力すると共に、前置歪付与手段32のスイッチ322を乗算部321を通過しない経路側に制御する。

【0016】歪測定信号は、クロック発振器331から発振されるクロック信号に基づいてD/Aコンバータ332においてアナログ信号に変換される。アナログ歪測定信号はフィルタ333で帯域制限された後、直交搬送波生成器334から出力される直交搬送波を用いて直交変調器335において直交変調され増幅器341に加えられる。なお直交搬送波生成器334と直交変調器335とは変調手段を構成する。

【0017】増幅器341の送信出力の一部は方向性結合器342を介して直交復調器351に導かれ、直交搬送波生成器334の出力を用いて直交復調される。なお直交搬送波生成器334と直交復調器351とは復調手段35を構成する。直交復調された歪測定信号は、フィルタ352を通過した後A/Dコンバータ353でデジタル信号に変換される。

【0018】なおD/Aコンバータ332とA/Dコンバータ353は同一のクロック発振器331から発振されるクロックによって動作するが、これは歪を算出する際の同時性を確保するためである。デジタル信号に変換された復調信号は増幅器341の歪成分を含んでいるが、D/Aコンバータ332からA/Dコンバータ353までの利得も乗算されているので、送信信号生成部31から出力される歪測定信号とピーク振幅値が同一になるように定数設定器354と乗算器355によって利得調整を施す。なお利得調整は方向性結合器342からA/Dコンバータ353までのどの位置においても良い。

【0019】歪算出手段を構成する除算器361において、利得調整された復調信号と歪測定信号とから「歪を示す値」として「歪の逆数」を求める。ここで逆数を求めるのは前置歪付与手段32を乗算器321で実現するためである。なお歪を求め、前置歪付与手段を除算器で構成してもよい。さらに歪および歪その逆数は極座標で算出することも、直交座標で算出することとしてもよい。

【0020】算出された「歪の逆数」は前置歪算出手段を構成する歪メモリ391に記憶される。図5は歪メモ

り391および振幅メモリ392の構成図であって、記憶アドレスは「歪の逆数」を直交座標で求めて歪の逆数の実部を $N+i$  ( $1 \leq i \leq N$ )に記憶した場合には、歪の逆数の虚部を $2N+i$ に記憶する。

【0021】第1振幅算出手段を構成する第1振幅算出器371で利得調整された復調信号の振幅 $A$ を算出し、その振幅 $A$ を「歪の逆数」を記憶した番地と対応させて振幅メモリ392のアドレス $i$ に記憶する。図4に示すようにトレーニング期間において歪測定信号を振幅最小値から振幅最大値を経由して振幅最小値

に戻すことにより歪測定信号のスペクトルの広がりを防止する。

【0022】この場合、歪測定信号の前半で歪値の測定を行えば、振幅の増大する順に測定を実行することができ、1測定点につき振幅・歪実部・歪虚部を記憶することにより測定の簡素化を図ることができる。また歪測定信号の後半の振幅値を前半の振幅値の間をとるように設定することにより、ほぼ同一のトレーニング期間で倍の振幅値数の歪を測定することも可能である。

## (2) 情報送出期間

情報送出期間において送信信号生成部31は、送信信号を出力すると共に、スイッチ322を乗算器321を通過する側に制御する。

【0023】第2振幅算出手段を構成する第2振幅算出器381で送信信号の振幅値 $B$ を算出する。振幅メモリ392に記憶されている振幅値の中から、振幅値 $B$ に最も近い振幅値を最小差アドレス検索部393で検索する。図6は最小差アドレス検索部393の詳細構成図である。検索開始時にはアドレスカウンタ $a$ を初期値(例えば $1$ )に設定する。アドレスカウンタ $a$ で

設定されたアドレスは振幅メモリ392に出力され、そのアドレスに対応した振幅値が読み出される。

【0024】差演算部 $b$ では第1振幅算出器371で算出された振幅値 $A$ と第2振幅算出器381で算出された振幅値 $B$ との差を求め、その絶対値を絶対値算出部 $c$ で算出する。アドレスカウンタ $a$ で設定されたアドレスが $1$ の場合はこの絶対値をレジスタ $d$ にいったん記憶する。つぎにアドレスカウンタ $a$ をインクリメントし、振幅メモリ392の読みだしに戻る。アドレスが $2$ 以上の場合は差演算部 $e$ でレジスタ $d$ の記憶内容を引いて、極性検出部 $f$ で極性を検出する。

【0025】極性が負である場合は算出した絶対値をレジスタ $d$ に記憶し、アドレスカウンタ $a$ をインクリメントし、振幅メモリ392の読み出しに戻る。極性が正に反転した場合はその時のアドレスをラッチ部 $g$ でラッチし、このアドレスをアドレスシフト部394に出力したこの処理を終了する。図7は、最小差アドレス検索部393の動作説明図であって、横軸にはアドレスカウンタ $a$ のアドレス値を、縦軸には(イ)では振幅値 $A$ あるいは $B$ を、(ロ)では振幅値 $A$ と $B$ との

差の絶対値、即ちレジスタ $d$ の記憶内容をとる。

【0026】図7の例においてはアドレスは $4$ となった時に極性検出部 $f$ で極性の負から正への反転が検出され、アドレス $4$ 、即ち最小差を示すアドレス $3$ に $1$ を加算したアドレスがラッチされる。アドレスシフト部394においては、ラッチされたアドレスに対応する歪メモリ391のアドレスを算出する。

【0027】上記例の場合には、実部は $4$ に $N-1$ を加算して $N+3$ 、虚部は $4$ に $2N-1$ を加算して $2N+3$ が求まる。この2つのアドレスにより歪メモリ391に記憶されている「歪の逆数」を読みだし、乗算器321でバースト信号に乗算される。その後D/Aコンバータ332でデジタル信号からアナログ信号に変換され、フィルタ333で帯域制限された後、直交搬送波生成器334の出力を用いて直交変調器335において直交変調され増幅器341で増幅され、方向性結合器342を介して出力される。

【0028】図8は請求項1に係る歪補償方法の説明図であって、横軸に送信信号生成部31から出力される送信信号 $X$ 、縦軸に増幅器341の出力信号 $Y$ をとる。実線は増幅器341の特性が直線性である場合を、破線は増幅器341の特性が非直線性である場合を示している。トレーニング期間に送信信号生成部31から出力される歪測定信号を $X_T(i)$  ( $i=0 \sim 4$ )とすると、歪測定信号 $X_T(i)$ はそのまま増幅器に入力されるため増幅器341の出力は $Y_T(i)$ となる。

【0029】従って除算器361で算出される「歪の逆数」 $\eta(i)$ は $X_T(i)/Y_T(i)$ となり、これが歪メモリ391に記憶される。情報送出期間に送信信号生成部31から出力される送信信号を $X_B$ とすれば、最小差アドレス検索部393において $i=3$ がラッチされる。従って乗算器321において $X_B$ に $\eta(3)$ が乗算され、 $\eta(3) \cdot X_B$ が増幅器341に入力され、増幅器341から出力 $Y_B$ が出力される。

【0030】本来送信信号 $X_B$ をそのまま増幅器341に入力したときは出力は $Z_B$ が出力されるはずであるので、非直線性を大幅に改善することが可能である。第1の請求項にかかる送信装置によれば増幅器341の非直線性を補正することが可能となるが、除算器361の2つの入力、即ちバースト信号生成部31で生成される歪測定信号と復調信号との間には、D/Aコンバータ332、フィルタ333、直交変調器335、増幅器341、方向性結合器342、直交復調器351、フィルタ353およびA/Dコンバータ353を通過するのに要する時間差が存在する。

【0031】従ってこの時間差が大きい場合には $X_T(i)/Y_T(i)$ から算出される「歪の逆数」 $\eta(i)$ に誤差が生じるおそれがある。図9は、上記課題を解決するための送信装置の構成図である。即ち第2の請求項にかかる送信装置にあっては、第1の請求項にか

かる送信装置のクロック発振器331とA/Dコンバータ353との間に上記時間差に対応してクロック信号をシフトするクロックシフタ356が設置される。

【0032】このように除算器361に入力される2つの信号の時間差を一致するように調整することにより、歪の逆数の算出精度を向上することができる。しかしながら「歪の逆数」 $\eta(i)$ はサンプル値として定められるため、バースト信号生成部31から出力されるバースト信号 $X_B$ が中間値である場合には歪補正に誤差が生じることを避けることはできない。

【0033】図10は上記課題を解決するための送信機の構成図であって、2つの「歪の逆数」 $\eta(i)$ および $\eta(i+1)$ の間を補間して前置歪の算出精度を向上するための補間器395が歪メモリ391と乗算器321との間に設置される。本実施例において、最小アドレス検索部393は振幅メモリ392の記憶内容の中からバースト信号の振幅値「B」より小さい側で最も近い振幅値 $B_1$ を持つアドレスと、大きい側で最も近い振幅値 $B_2$ を持つアドレスの2つを検索する。

【0034】求められた2つのアドレスに基づいて歪メモリ391から「歪の逆数」 $\eta(i)$ および $\eta(i+1)$ を読み出す。そして補間部395において次式により歪の逆数値 $\eta$ が算出される。

$$\eta = (1-P) \cdot \eta(i) + P \cdot \eta(i+1)$$

ここで、

$$P = (B - B_1) / (B_2 - B_1)$$

このように補間器395による補間処理によって前置歪の算出精度を向上することが可能となる。

【0035】以上説明した送信装置においては、利得調整された復調信号の振幅「A」を算出する第1振幅算出器371およびバースト信号生成部31で発生される歪測定信号あるいはバースト信号の振幅を算出するための第2振幅算出器381が必要となる。しかし振幅算出器は実部信号および虚部信号をそれぞれ2乗する2乗器、2つの2乗値を加算する加算器および加算値を開平する開平器から構成されるが、開平器の構成は複雑であり装置規模が大きくなるという欠点がある。

【0036】この課題を解決するために開平器を省略し、振幅算出器に代えて2乗器・加算器からなる振幅2乗算出部を使用し、振幅メモリ392には振幅の2乗値を記憶し、最小差アドレス検索部393を振幅の2乗値で実行することも可能である。これによって、非線形性の補償精度に若干の劣化が生じるが、装置の簡素化が可能となる。

【0037】以上説明した送信装置にあっては、トレーニング期間においては歪測定信号に対して前置歪を付与することなく「歪の逆数」の記憶が行われる。図11は増幅器の特性図であって、AB級であれば入力信号が小さい時にも出力信号は出力されるが、C級の増幅器のように非線形性の大きい場合には入力信号が小さい時には

出力信号は発生しない。

【0038】即ち、歪測定信号が小さい場合には前置歪を付与されないでスペクトルが広がり隣接チャネルへの妨害を与えやすくなる。また、歪測定信号の振幅が小さい領域では出力が生じないので、歪測定効率が悪化してしまう。この課題を解決するための請求項5にかかる送信装置にあっては、歪メモリ391と振幅メモリ392に予め測定しておいた代表的な特性データを書き込んでおき、歪測定信号にも前置歪を付与する。

10 【0039】これにより非線形性の大きい増幅器を使用した場合にも非線形性を補正することが可能となる。なお2回目以降の歪測定信号に対する前置歪の付与には1回目と同様に代表的な特性データを使っても良いし、1回目のバースト送信で測定した特性データを使ってもよい。

【0040】この場合、前置歪付与手段内部32のスイッチ322は不要になる。これによって、歪測定信号のスペクトルの広がりを少なくし、歪の逆数の測定精度を向上することができる。図12は請求項5にかかる送信装置の効果をしめすグラフであって、横軸に周波数を、縦軸にスペクトルをとる。

【0041】即ち歪補償を行わない場合は周辺のスペクトルも相当の大きさを有するが、歪補償を行なうことにより周辺のスペクトルが抑制されていることが理解できる。なお上記に説明した送信装置にあっては、D/Aコンバータ332以前およびA/Dコンバータ353以降のディジタル処理をディスクリート回路で行うこととしているが、ディジタル処理の部分をDSP(Digital Signal Processor)で処理することも可能である。

30 【0042】図13はディジタル信号処理のためにDSP400を適用した場合の構成図である。また図14はDSP400で実行されるメインルーチンのフローチャートであって、ステップS1で歪測定処理が実行され、ステップS2で情報送出処理が実行される。

【0043】図15はステップS1で実行される歪測定処理の詳細フローチャートであって、ステップS101において歪測定を行う回数を示すインデックス $i$ を初期値「0」に設定する。ステップS102において歪測定信号 $X_T(i)$ を生成し、ステップS103においてD/Aコンバータ332から歪測定信号 $X_T(i)$ をアナログ信号に変換して出力する。

40 【0044】ステップS104において復調信号 $Y_T(i)$ をA/Dコンバータ353によってディジタル信号に変換して読み込む。ステップS105においてゲイン調整された復調信号 $Y_T(i)$ の振幅の2乗値 $E$ を算出してステップS106において $E$ を振幅メモリ392に記憶する。ステップS107において「歪の逆数」 $\eta(i)$ を $X_T(i) / Y_T(i)$ として算出し、ステップS108において歪メモリ391に記憶する。

50 【0045】ステップS109においてインデックス $i$



が所定値N以上であるかを判定し、否定判定されたときはステップS110においてインデックスiをインクリメントしてステップS102に戻る。ステップS109において肯定判定されたときは、この処理を終了する。図16はステップS2で実行される情報送出処理のフローチャートであって、ステップS21で時間を示すインデックスjを初期値"0"に設定する。

【0046】ステップS22においてバースト信号 $X_B(j)$ を生成し、ステップS23においてバースト信号 $X_B(j)$ の振幅の2乗値Fを算出する。ステップS24において前置歪Dを算出し、ステップS25においてバースト信号 $X_B(j)$ に前置歪Dを付与するためにバースト信号 $X_B(j)$ と前置歪Dとを乗算してバースト出力信号 $Y_B(j)$ を算出する。

【0047】ステップS26においてバースト出力信号 $Y_B(j)$ をD/Aコンバータ332から出力する。そしてステップS27においてインデックスjが所定値M以上であるかを判定し、否定判定されたときはステップS27においてインデックスjをインクリメントしてステップS22に戻る。

【0048】ステップS27において肯定判定されたときはこの処理を終了する。図17はステップS24で実行される前置歪算出処理のフローチャートであって、ステップS241においてインデックスkを初期値"0"に設定する。ステップS242においてインデックスkが"0"であるかを判定し、肯定判定されればステップS243において振幅2乗値の偏差 $\Delta$ の初期値 $\Delta(0)$ を次式に基づいて算出してステップ246に進む。

$$【0049】 \Delta(0) = |E(0) - F(j)|$$

ステップS242において否定判定されればステップS245に進み、振幅2乗値の偏差 $\Delta(k)$ を次式により算出する。

$$\Delta(k) = |E(k) - F(j)|$$

ステップS246において振幅2乗値の偏差 $\Delta(k)$ が負であるか、即ちバースト信号 $X_B(j)$ のレベルがN個の歪測定信号の第k番目のレベル近づいているかを判定する。

【0050】ステップS246において肯定判定されたときはステップS247においてインデックスkをインクリメントしてステップS242に戻る。ステップS246において否定判定されたときはステップS248に進み、次式に基づいてPを算出する。

$$P = [F(j) - E(k-1)] / [E(k) - E(k-1)]$$

ステップS249において次式により前置歪Dを算出してこの処理を終了する。

【0051】

$$D = (1 - P) \cdot E(k-1) + P \cdot E(k)$$

即ちDSPを適用することにより送信装置を小型化、低価格化することが可能となる。

【0052】

【発明の効果】請求項1にかかる送信装置によれば、送信信号に対しその振幅に最も近い振幅を有する歪測定信号に対応して算出される歪補償を施すことにより歪を高精度に補償することが可能となる。請求項2にかかる送信装置によれば、トレーニング期間において歪測定信号と復調信号との間の時間差を補正することにより歪みを表す値の算出精度を向上することが可能となる。

【0053】請求項3にかかる送信装置によれば、送信信号の振幅に応じて歪補償値を補間することにより歪の補償精度を向上することが可能となる。請求項4にかかる送信装置によれば、送信信号および復調信号の振幅の代わりに振幅の2乗値を使用することで送信装置の構成を簡略化することが可能となる。

【0054】請求項5にかかる送信装置によれば、増幅器として非線形性の大きいものを使用することが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】請求項1にかかる送信装置の構成図である。

20 【図2】従来の送信装置の構成図である。

【図3】請求項1にかかる送信装置の実施例の構成図である。

【図4】送信フォーマット図である。

【図5】歪メモリおよび振幅メモリの構成図である。

【図6】最小差アドレス検索部の詳細構成図である。

【図7】最小差アドレス検索部の動作説明図である。

【図8】歪補償方法の説明図である。

【図9】請求項2にかかる送信装置の実施例の構成図である。

30 【図10】請求項3にかかる送信装置の実施例の構成図である。

【図11】増幅器の特性図である。

【図12】請求項5にかかる送信装置の効果を示すグラフである。

【図13】DSPを適用した場合の構成図である。

【図14】メインルーチンのフローチャートである。

【図15】歪測定処理のフローチャートである。

【図16】情報送出処理のフローチャートである。

【図17】前置歪算出処理のフローチャートである。

40 【符号の説明】

11…信号生成手段

12…前置歪付与手段

13…変調手段

14…増幅手段

15…復調手段

16…歪算出手段

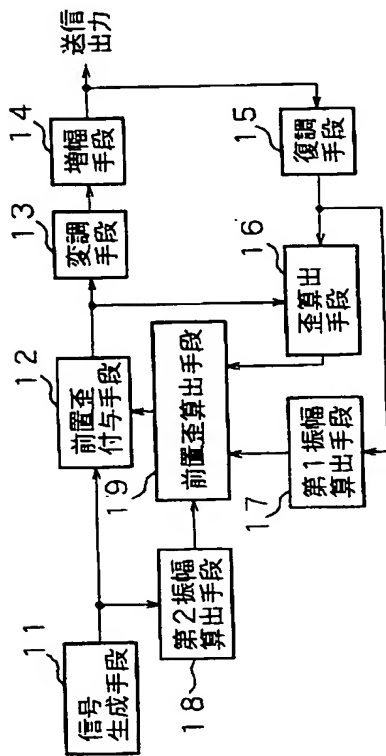
17…第1振幅算出手段

18…第2振幅算出手段

19…前置歪算出手段

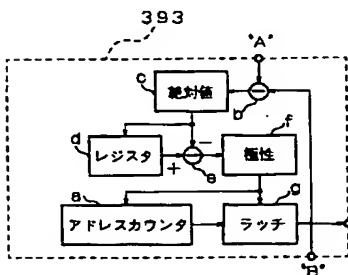
【図1】

請求項1にかかる送信装置の構成図



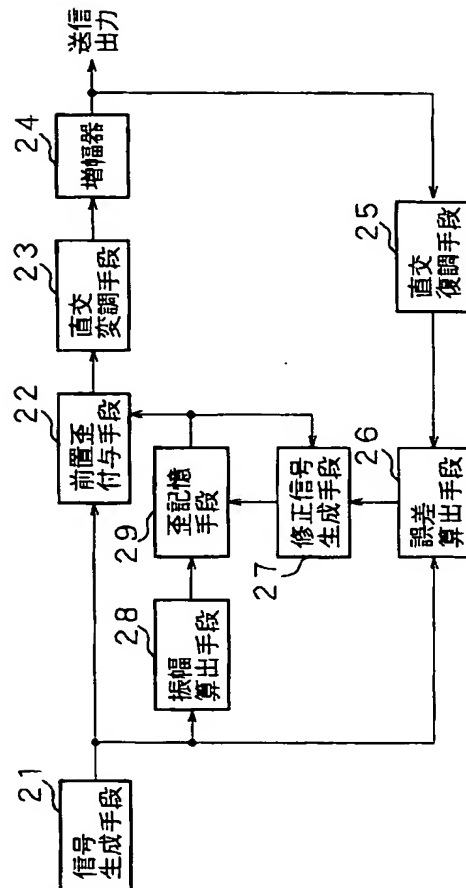
【図6】

最小値アドレス検索部の詳細構成図



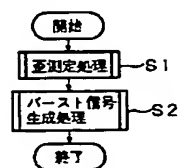
【図2】

従来の送信装置の構成図



【図14】

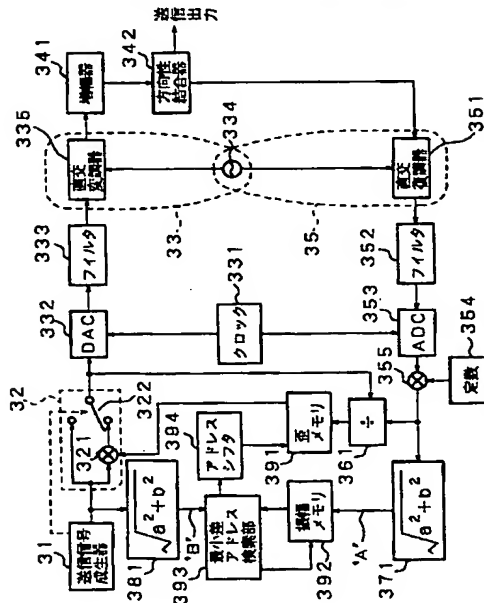
メインルーチンのフローチャート





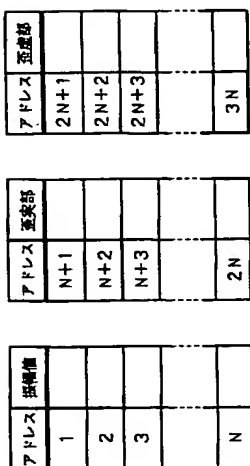
【図3】

第1の請求項にかかる送信装置の実施例の構成図



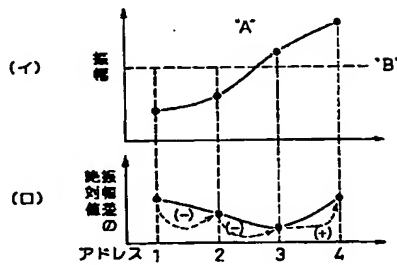
【図5】

主メモリおよび記憶メモリの構成図



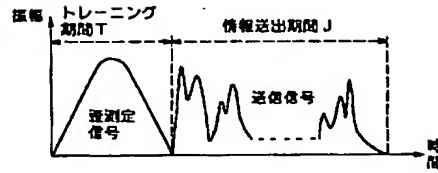
【図7】

最小主アドレス検索部の動作説明図



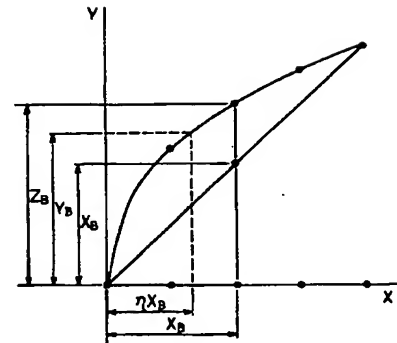
【図4】

送信フォーマット図



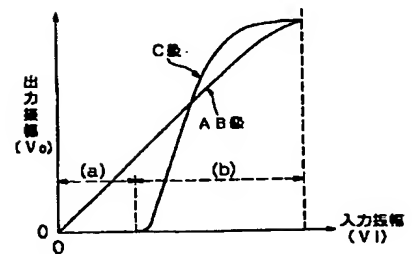
【図8】

重補値方法の説明図

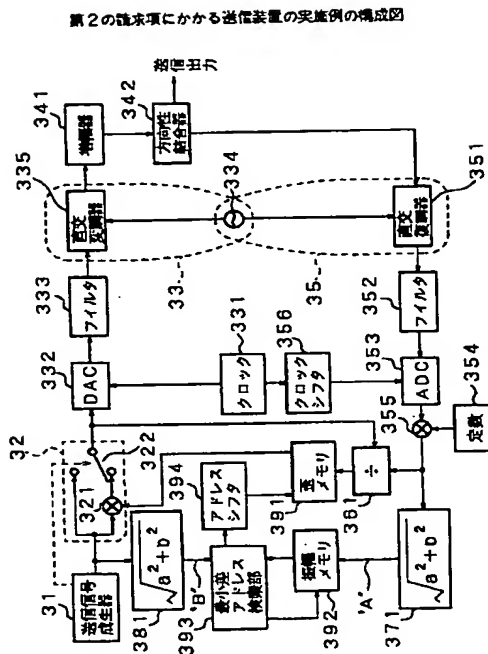


【図11】

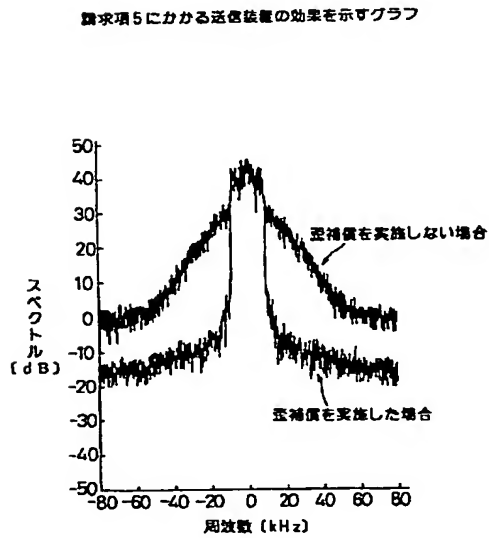
増幅器の特性図



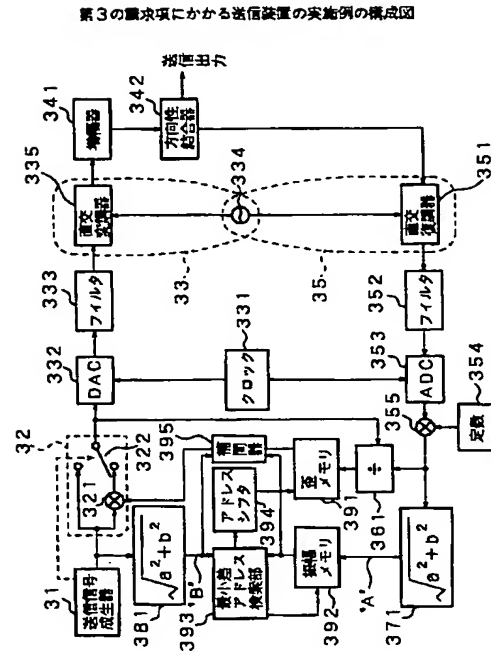
【图9】



【图 1 2】

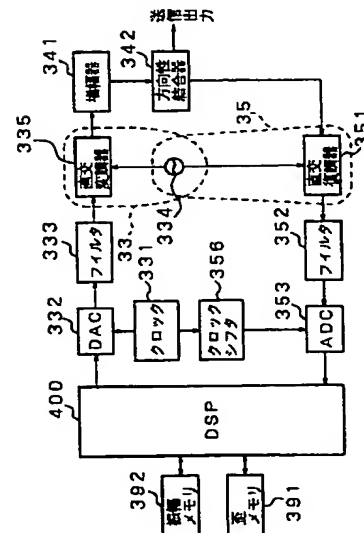


【図 10】



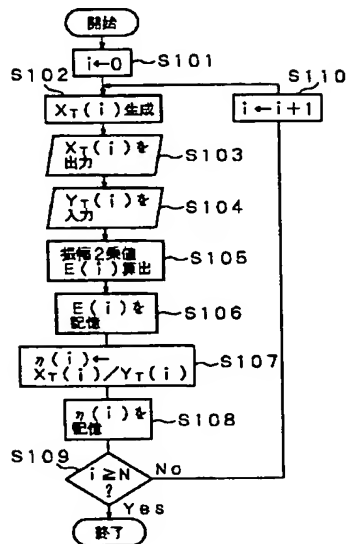
【図 13】

### DSPを適用した場合の構成図



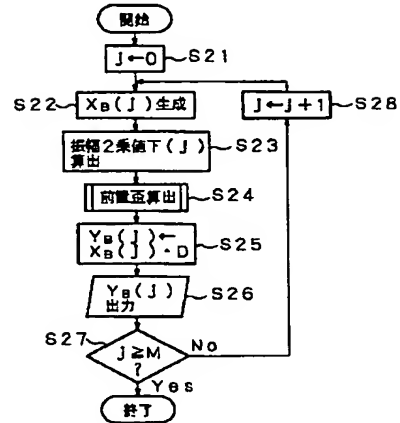
【図15】

歪測定処理のフローチャート



【図16】

情報送出処理のフローチャート



【図17】

前置歪算出処理のフローチャート

